

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-268974  
 (43)Date of publication of application : 28.09.2001

(51)Int.CI.

H02P 6/16  
H02P 21/00

(21)Application number : 2000-077758  
 (22)Date of filing : 15.03.2000

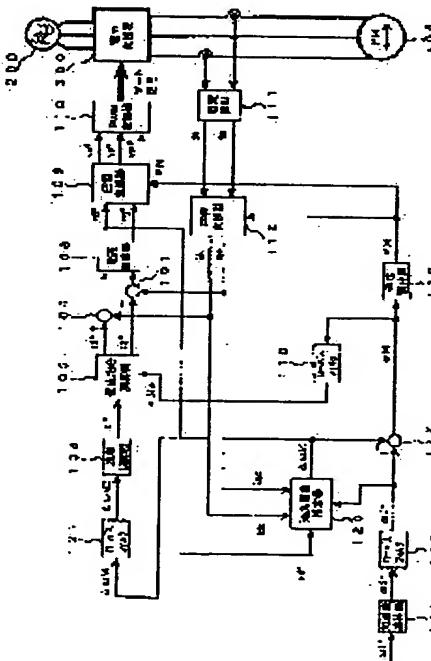
(71)Applicant : FUJI ELECTRIC CO LTD  
 (72)Inventor : NOMURA HISAFUMI  
 OSAWA HIROSHI  
 YAMAZAKI TAKAHIRO  
 ITOIGAWA NOBUO

## (54) CONTROLLER FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To ensure stabilized operation even upon variation of a load while shortening the accelerating/decelerating time of a motor.

**SOLUTION:** The controller for a permanent magnet synchronous motor controls the speed and torque of a permanent magnet synchronous motor 400 having no pole position detector driven through a semiconductor power converter 300. The controller comprises a speed difference estimator 120 for estimating the difference between a speed command value and an actual speed value based on a value corresponding to the current, a value corresponding to the d-axis voltage and a speed command value of the motor 400, an adder 122 for operating an estimated speed value by adding an estimated speed difference outputted from the speed difference estimator 120 and the speed command value, and a speed integrator 119 for estimating the pole position of the motor by integrating the estimated speed value.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 14.03.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁(JP)

# (12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-268974

(P2001-268974A)

(43) 公開日 平成13年9月28日(2001.9.28)

(51) Int. C1.7

H 02 P 6/16  
21/00

識別記号

F I

H 02 P 6/02 3 2 1 N 5H560  
5/408 C 5H576

テ-マコ-ト(参考)

審査請求 未請求 請求項の数 4

O L

(全10頁)

(21) 出願番号 特願2000-77758(P2000-77758)

(22) 出願日 平成12年3月15日(2000.3.15)

(71) 出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

野村 尚史

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内

大沢 博

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内

(74) 代理人 100091281

弁理士 森田 雄一

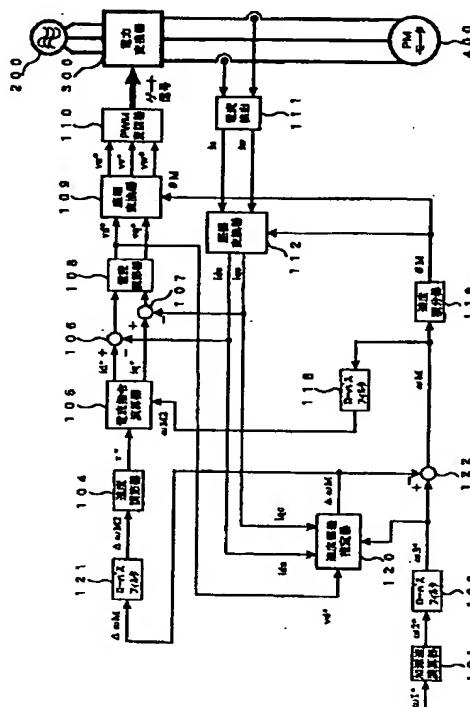
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】永久磁石同期電動機の制御装置

(57) 【要約】

【課題】 電動機の加減速時間を短縮する。負荷変化時にも安定した運転を可能にする。

【解決手段】 磁極位置検出器を持たない永久磁石同期電動機400を半導体電力変換器300により駆動して電動機の速度及びトルクを制御する永久磁石同期電動機の制御装置に関する。電動機400の電流相当値、d軸電圧相当値及び速度指令値から、速度指令値と速度実際値との偏差を推定する速度偏差推定器120と、この速度偏差推定器120から出力される速度偏差推定値と速度指令値とを加算して速度推定値を演算する加算器122と、速度推定値を積分して電動機の磁極位置を推定する速度積分器119とを備える。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 磁極位置検出器を持たない永久磁石同期電動機を半導体電力変換器により駆動して電動機の速度及びトルクを制御する永久磁石同期電動機の制御装置において、

電動機の電流相当値、d軸電圧相当値及び速度指令値から、速度指令値と速度実際値との偏差を推定する速度偏差推定手段と、

この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値とを加算して速度推定値を演算する手段と、前記速度推定値を積分して電動機の磁極位置を推定する手段と、を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項2】 請求項1記載の永久磁石同期電動機の制御装置において、前記速度偏差推定手段は、

この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値との加算値と、電動機のd軸電流検出値と、q軸電流検出値と、d軸電圧指令値とを用いてd軸電流を推定する電流推定手段と、

この電流推定手段から出力されるd軸電流推定値とd軸電流検出値との偏差及び速度指令値の符号を用いて前記速度偏差推定値を演算する電流偏差増幅手段と、

を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項3】 請求項1記載の永久磁石同期電動機の制御装置において、前記速度偏差推定手段は、

この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値との加算値と、電動機のd軸電流検出値と、q軸電流検出値とを用いてd軸電圧を推定する電圧推定手段と、

この電圧推定手段から出力されるd軸電圧推定値とd軸電圧指令値との偏差及び速度指令値の符号を用いて前記速度偏差推定値を演算する電圧偏差増幅手段と、

を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の制御装置。

【請求項4】 磁極位置検出器を持たない永久磁石同期電動機を半導体電力変換器により駆動して電動機の速度及びトルクを制御する永久磁石同期電動機の制御装置において、

矩形波の高周波電圧指令を出力する発振手段と、d軸電圧指令値に前記高周波電圧指令を加算して第2のd軸電圧指令値を演算する加算手段と、

q軸電流検出値から前記高周波電圧指令に起因するq軸電流高周波成分を抽出するフィルタ手段と、

前記q軸電流高周波成分の変化率を演算する変化率演算手段と、

$$i_{dM}(t) = i_{dc}(0) + \frac{1}{L_d} \int_0^t (v_{d*} - r_a i_{dc} + \omega_{M2} L_q i_{qc}) dt$$

【0006】

前記q軸電流高周波成分の変化率を增幅して速度偏差推定値を演算する電流増幅手段と、

速度偏差推定値と速度指令値とを加算して電動機の速度推定値を演算する加算手段と、

前記速度推定値を積分して電動機の磁極位置を推定する手段と、

を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

10 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、インバータ等の半導体電力変換器を用いて永久磁石同期電動機の速度やトルクを制御する制御装置において、エンコーダやレゾルバ等の位置検出器によって電動機の磁極位置を検出しなくても永久磁石同期電動機の速度やトルクを高性能に制御可能とした制御装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】永久磁石同期電動機の速度やトルクを高性能に制御するには、一般には電動機の磁極位置を検出する位置検出器を電動機に取付ける必要がある。しかるに、この種の位置検出器は一般に高価であり、また、電動機の構造や設置環境の点から位置検出器を取付けられない場合がある。この問題を解決するため、位置検出器を用いずに磁極位置を電動機の電圧や電流等から電気的に演算で求める方法が研究されている。

【0003】図5は磁極位置検出器を持たない、いわゆる位置センサレス永久磁石同期電動機を高性能に制御するための従来技術であり、竹下氏らが電気学会論文誌D, 117巻1号P 98~104に「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレスDCモータ制御」として平成9年に発表した制御方法の適用例である。最初に、この従来技術における速度と位置の推定方法を説明する。なお、以下において、電流量、電圧量に関するd軸とは永久磁石回転子の磁束方向に沿った座標軸をいい、q軸とはd軸に直交する座標軸をいう。

【0004】図5において、まず、電流推定器113は、電流調節器108から出力されるd軸電圧指令値  $v_{d*}$  及び q 軸電圧指令値  $v_{q*}$ 、座標変換器112から出力されるd軸電流検出値  $i_{dc}$  及び q 軸電流検出値  $i_{qc}$ 、誘起電圧推定器116から出力される誘起電圧推定値  $e_{qM}$ 、並びに、速度推定値  $\omega_M$  の高周波成分をローパスフィルタ118により除去した第2の速度推定値  $\omega_{M2}$  を用いて、d軸電流推定値  $i_{dM}$  及び q 軸電流推定値  $i_{qM}$  を数式1、数式2により計算する。

【0005】

【数1】

【数2】

$$i_{qM}(t) = i_{q0}(0) + \frac{1}{L_q} \int_0^t (v_q^* - r_a i_{q0} - \omega_{M2} L_d i_{dc} - e_{qM}) dt$$

【0007】数式1、数式2において、 $L_d$ はd軸インダクタンス（電動機巻線インダクタンスのd軸成分）、 $L_q$ はq軸インダクタンス（同じくq軸成分）、 $r_a$ は電機子抵抗、(t)は時間関数を表す。ここで、磁極位置推定値 $\theta_M$ と実際値 $\theta$ との間、誘起電圧推定値 $e_{qM}$ と実際値 $e_q$ との間に偏差がある場合、d軸電流推定値 $i_{dM}$ と検出値 $i_{dc}$ との偏差、及び、q軸電流推定値 $i_{qM}$ と検出値 $i_{qc}$ との偏差は、数式3、数式4によって示される。これらの偏差は、加算器114、115の出力である。

【0008】

【数3】

$$i_{dM}(t) - i_{dc}(t) = \frac{1}{L_d} \int_0^t e_q(\theta_M - \theta) dt$$

【0009】

【数4】

$$i_{qM}(t) - i_{qc}(t) = \frac{1}{L_q} \int_0^t (e_q - e_{qM}) dt$$

【0010】数式3、数式4から、d軸電流の偏差は位置推定偏差に比例し、q軸電流の偏差は誘起電圧の偏差に比例する。そこで、図5における速度推定器117は数式6により速度推定値 $\omega_M$ を演算し、誘起電圧推定器116は数式5により誘起電圧推定値 $e_{qM}$ を演算する。

【0011】

【数5】

$$e_{qM} = \frac{1}{T_{1eq}} \int (i_{qM} - i_{qc}) dt$$

【0012】

【数6】

$$\omega_M = \frac{\theta_{qM}}{\psi_m} - \operatorname{sgn}(\omega_{M2}) K_\theta (i_{dM} - i_{dc})$$

【0013】なお、数式5において、 $T_{1eq}$ は積分時定数である。また、数式6において、 $\operatorname{sgn}(\omega_{M2}) = 1$  ( $\omega_{M2} \geq 0$ )、 $\operatorname{sgn}(\omega_{M2}) = -1$  ( $\omega_{M2} < 0$ )

であり、 $\psi_m$ は無負荷鎖交磁束、 $K_\theta$ は比例ゲインである。

【0014】磁極位置推定値 $\theta_M$ は、速度積分器119により速度推定値 $\omega_M$ を積分して求められる。また、速度制御演算には、速度推定値 $\omega_M$ のリップル成分をローパスフィルタ118により除去して得た第2の速度推定値 $\omega_{M2}$ を用いる。

【0015】以下では、第2の速度推定値 $\omega_{M2}$ 及び位置推定値 $\theta_M$ を用いた速度制御方法を説明する。図5において、第1の速度指令値 $\omega_1^*$ の変化率を加減速演算器101により制限して第2の速度指令値 $\omega_2^*$ を演算する。この第2の速度指令値 $\omega_2^*$ をローパスフィルタ102に入力して高周波成分を除去し、第3の速度指令値 $\omega_3^*$ を

求める。速度調節器104は、加算器103により求めた第3の速度指令値 $\omega_3^*$ と第2の速度推定値 $\omega_{M2}$ との偏差を増幅して、トルク指令値 $\tau^*$ を演算する。

【0016】電流指令演算器105は、 $\tau^*$ 及び $\omega_{M2}$ からd軸電流指令値 $i_d^*$ 及びq軸電流指令値 $i_q^*$ を演算する。電流調節器108は、加算器106により求めたd軸電流偏差( $i_d^* - i_{dc}$ )、及び、加算器107により

10 求めたq軸電流偏差( $i_q^* - i_{qc}$ )を増幅して、d軸電圧指令値 $v_d^*$ 及びq軸電圧指令値 $v_q^*$ を演算する。なお、 $i_{dc}$ 、 $i_{qc}$ は、電流検出器111により求めた相電流検出値 $i_u$ 、 $i_w$ と速度積分器119により求めた位置推定値 $\theta_M$ とを用いて座標変換器112により演算する。

【0017】座標変換器109は、 $v_d^*$ 、 $v_q^*$ 及び位置推定値 $\theta_M$ から三相電圧指令 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ を計算する。これらの三相電圧指令 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ をPWM変調器110によりゲート信号に変換してインバータ等の

20 半導体電力変換器300を運転することにより、永久磁石同期電動機(PMモータ)400の端子電圧を制御する。この結果、電動機400の回転速度及びトルクを指令値に一致させるような制御が行われる。なお、200は三相交流電源である。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】上記の従来技術では、速度指令値 $\omega_1^*$ を変化させるとトルク指令値 $\tau^*$ が変化し、これにより実際のトルクが変化して電動機400の速度も変化する。しかるに、速度推定値 $\omega_M$ は前記数式

30 6及び数式5を用いた収束計算により求められるため、演算の遅れ時間が存在する。このため、速度推定値 $\omega_M$ は速度実際値に対して誤差を有しており、速度積分器119が速度推定値 $\omega_M$ を積分して求められる磁極の位置推定値 $\theta_M$ にも誤差が生じる。この磁極位置推定誤差は電動機400の加速度にはほぼ比例しており、急激な加減速時に位置推定誤差が過大になると制御系が不安定になり、運転不能に至ることもある。その結果、電動機の急速な加減速運転を行うことができないという問題を生じていた。

40 【0019】そこで本発明は、速度推定値と速度実際値との誤差に起因する磁極位置推定誤差を低減して、電動機の安定した運転や急速な加減速運転を可能にした永久磁石同期電動機の制御装置を提供しようとするものである。

【0020】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、請求項1記載の発明は、磁極位置検出器を持たない永久磁石同期電動機を半導体電力変換器により駆動して電動機の速度及びトルクを制御する永久磁石同期電動機の制御装置において、電動機の電流相当値、d軸電圧相

当値及び速度指令値から、速度指令値と速度実際値との偏差を推定する速度偏差推定手段と、この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値とを加算して速度推定値を演算する手段と、前記速度推定値を積分して電動機の磁極位置を推定する手段と、を備えたものである。

【0021】請求項2記載の発明は、請求項1記載の永久磁石同期電動機の制御装置において、前記速度偏差推定手段は、この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値との加算値と、電動機のd軸電流検出値と、q軸電流検出値と、d軸電圧指令値とを用いてd軸電流を推定する電流推定手段と、この電流推定手段から出力されるd軸電流推定値とd軸電流検出値との偏差及び速度指令値の符号を用いて前記速度偏差推定値を演算する電流偏差増幅手段と、を備えたものである。

【0022】請求項3記載の発明は、請求項1記載の永久磁石同期電動機の制御装置において、前記速度偏差推定手段は、この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値との加算値と、電動機のd軸電流検出値と、q軸電流検出値とを用いてd軸電圧を推定する電圧推定手段と、この電圧推定手段から出力されるd軸電圧推定値とd軸電圧指令値との偏差及び速度指令値の符号を用いて前記速度偏差推定値を演算する電圧偏差増幅手段と、を備えたものである。

【0023】請求項4記載の発明は、磁極位置検出器を持たない永久磁石同期電動機を半導体電力変換器により駆動して電動機の速度及びトルクを制御する永久磁石同期電動機の制御装置において、矩形波の高周波電圧指令を出力する発振手段と、d軸電圧指令値に前記高周波電圧指令を加算して第2のd軸電圧指令値を演算する加算手段と、q軸電流検出値から前記高周波電圧指令に起因するq軸電流高周波成分を抽出するフィルタ手段と、前記q軸電流高周波成分の変化率を演算する変化率演算手段と、前記q軸電流高周波成分の変化率を増幅して速度偏差推定値を演算する電流増幅手段と、速度偏差推定値と速度指令値とを加算して電動機の速度推定値を演算する加算手段と、前記速度推定値を積分して電動機の磁極位置を推定する手段と、を備えたものである。

【0024】本発明においては、永久磁石同期電動機の電圧相当値、電流相当値及び速度指令値等を用いて速度指令値と速度実際値との偏差である速度偏差推定値を演算し、この速度偏差推定値と速度指令値とを加算して速度推定値を求めるようにした。これにより、速度指令値の変化に即応して速度推定値が変化するため、演算の遅れによる速度推定誤差や磁極位置推定誤差が低減され、同期電動機の急速な加減速運転も可能な制御装置を実現することができる。また、負荷が変化して過渡的に速度指令値と速度推定値との偏差が生じたとしても、速度偏差推定値により速度指令値を補正して速度推定値を生成することにより、上記偏差をなくして安定な運転を実現

することができる。

【0025】

【発明の実施の形態】以下、図に沿って本発明の実施形態を説明する。先ず、図1は請求項1に対応する第1実施形態の制御ブロック図であり、図5と同一の構成要素には同一の参照符号を付してある。図1において、速度偏差推定器120は、電流調節器108から出力されるd軸電圧指令値 $v_d^*$ 、座標変換器112から出力されるd軸電流検出値 $i_{dc}$ 、q軸電流検出値 $i_{qc}$ 、及び、ローパスフィルタ102から出力される第3の速度指令値 $\omega_3^*$ から速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ を演算する。

【0026】加算器122により第3の速度指令値 $\omega_3^*$ から速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ を減算して $\omega_3^*$ を補正することにより、速度推定値 $\omega_M$ を演算する。速度積分器119は $\omega_M$ を積分して位置推定値 $\theta_M$ を演算する。一方、速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ はローパスフィルタ121に入力されリップル分が除去され、第2の速度偏差推定値 $\Delta\omega_{M2}$ として速度調節器104に入力される。速度調節器104はこの $\Delta\omega_{M2}$ を増幅してトルク指令値 $\tau^*$ を演算する。その他の電流指令演算器105、電流調節器108、座標変換器109、112及びPWM変調器110等の動作は、図5の従来技術と同じであるため説明を省略する。

【0027】図示されていないが、第3の速度指令値 $\omega_3^*$ を高周波成分だけを通すハイパスフィルタを介してローパスフィルタ3の入力すなわち $\Delta\omega_M$ に加算すれば、速度指令値が急変したときにトルク指令も変化するようになるので速度制御の応答性を向上させることができる。また、これは以下に述べる各実施形態でも同様である。

【0028】本実施形態によれば、d軸電圧指令値 $v_d^*$ 、d軸電流検出値 $i_{dc}$ 、q軸電流検出値 $i_{qc}$ 、第3の速度指令値 $\omega_3^*$ から速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ を演算し、第3の速度指令値 $\omega_3^*$ を前記推定値 $\Delta\omega_M$ により補正して速度推定値 $\omega_M$ を演算しているので、第1の速度指令値 $\omega_1^*$ ひいては第3の速度指令値 $\omega_3^*$ が変化するとほとんど演算遅れなく速度推定値 $\omega_M$ が変化する。これにより、従来技術で問題となった速度推定値と速度実際値との誤差、それに基づく磁極位置推定誤差を低減することができ、急速な加減速運転も支障なく行うことができる。また、負荷の変化によって速度指令値と速度推定値との間に過渡的に偏差が生じたとしても、この偏差をなくすように、速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ により第3の速度指令値 $\omega_3^*$ を直ちに補正して速度推定値 $\omega_M$ を是正するので、安定した運転を行うことができる。

【0029】なお、この実施形態では、速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ を演算するために、電流相当値としてd軸電流検出値 $i_{dc}$ 及びq軸電流検出値 $i_{qc}$ を用いているが、d軸電流指令値 $i_d^*$ 及びq軸電流指令値 $i_q^*$ を用いてよい。また、電圧相当値として、d軸電圧指令値 $v_d^*$ の代

わりにd軸電圧検出値 $v_d$ を用いてもよい。この点は、以下の第2実施形態、第3実施形態においても同様である。

【0030】次に、図2は請求項2に対応する第2実施形態を示す制御ブロック図である。この実施形態は、第1実施形態における速度偏差推定器120をより具体化したものである。図2において、120Aは速度偏差推定器であり、その他の構成は図1と同一である。この速度偏差推定器120Aでは、ローパスフィルタ1204により速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ から高周波成分を除去した信号と第3の速度指令値 $\omega_3^*$ とを図示の符号で加算器1205に入力し、第3の速度推定値 $\omega_M3$ を求める。なお、ローパスフィルタ1204は加算器1205の後段に設置しても良く、この点は後述する図3の第3実施形態についても同様である。

【0031】電流推定器1201は、d軸電圧指令値 $v_d^*$ 、d軸電流検出値 $i_{dc}$ 、q軸電流検出値 $i_{qc}$ 、第3の速度推定値 $\omega_M3$ 及び電動機定数 $L_d$ 、 $L_q$ 、 $r_a$ を用いて、d軸電流推定値 $i_{dm}$ を前記式1により演算する。なお、式1における $\omega_M2$ に代えて $\omega_M3$ を用いるものとする。また、 $i_{dm}$ と $i_{dc}$ との偏差が加算器1202により算出されるが、この偏差は式3に示したように位置推定偏差と誘起電圧との積に比例するので、電流偏差増幅器1203により、 $i_{dm}$ と $i_{dc}$ との偏差に対して次の式7の演算を行って速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ を求める。

【0032】

【数7】

$$\Delta\omega_M = K_\theta \operatorname{sgn}(\omega_M3) (i_{dm} - i_{dc})$$

$$+ \frac{K_\theta}{T_{1\theta}} \int \operatorname{sgn}(\omega_M3) (i_{dm} - i_{dc}) dt$$

【0033】式7において、 $K_\theta$ は比例ゲイン、 $T_{1\theta}$ は積分時定数であり、 $\operatorname{sgn}(\omega_M3) = 1$  ( $\omega_M3 \geq 0$ )、 $\operatorname{sgn}(\omega_M3) = -1$  ( $\omega_M3 < 0$ ) である。

【0034】この実施形態においては、第3の速度指令値 $\omega_3^*$ の変化に応じて第3の速度推定値 $\omega_M3$ が変化し、その符号とd軸電流偏差等に基づいて式7により速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ が変化する。そして、第3の速度指令値 $\omega_3^*$ と速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ との加算により速度推定値 $\omega_M$ が直接算出される。これにより、速度推定値の演算遅れに基づく速度実際値との誤差、それに基づく磁極位置推定偏差を低減して急速な加減速運転も支障なく行うことができる。また、負荷の変化によって生じた速度指令値と速度推定値との間の過渡的な偏差をなくすように、速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ により第3の速度指令値 $\omega_3^*$ を直ちに補正して速度推定値 $\omega_M$ を是正するので、安定した運転を行うことができる。

【0035】次に、図3は請求項3に対応する第3実施形態を示す制御ブロック図である。この実施形態も第1

実施形態の速度偏差推定器120をより具体化したものであるが、第2実施形態と異なるのは、d軸電圧推定値とd軸電圧指令値との偏差と、第3の速度推定値 $\omega_M3$ に基づいて速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ を求める点である。

【0036】図3において、ローパスフィルタ1204により速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ から高周波成分を除去した信号と第3の速度指令値 $\omega_3^*$ とを図示の符号で加算器1205に入力し、第3の速度推定値 $\omega_M3$ を求める。電圧推定器1206は、d軸電流検出値 $i_{dc}$ 、q軸電流検出値 $i_{qc}$ 及び第3の速度推定値 $\omega_M3$ からd軸電圧推定値 $v_{dm}$ を式8により演算する。

【0037】

【数8】

$$v_{dm} = r_a i_{dc} - \omega_M3 L_q i_{qc} + L_d \frac{d}{dt} i_{dc}$$

【0038】ここで、d軸電圧推定値 $v_{dm}$ とd軸電圧指令値 $v_d^*$ との偏差は、式9によって表される。

【0039】

$$【数9】 v_{dm} - v_d^* = -e_a (\theta_M - \theta)$$

【0040】式9によれば、 $v_{dm}$ と $v_d^*$ との偏差は、位置推定偏差( $\theta_M - \theta$ )と誘起電圧 $e_a$ との積に比例する。この式9と、 $\operatorname{sgn}(\omega_M3)$ 、 $K_\theta$ 、 $T_{1\theta}$ から、図3の電圧偏差増幅器1207は速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ を式10により演算する。

【0041】

【数10】

$$\Delta\omega_M = -K_\theta \operatorname{sgn}(\omega_M3) (v_{dm} - v_d^*)$$

$$- \frac{K_\theta}{T_{1\theta}} \int \operatorname{sgn}(\omega_M3) (v_{dm} - v_d^*) dt$$

【0042】この実施形態においても、速度推定値の演算遅れに基づく速度実際値との誤差、それに基づく磁極位置推定偏差を低減して急速な加減速運転も支障なく行うことができる。また、負荷の変化によって生じた速度指令値と速度推定値との間の過渡的な偏差をなくすように、速度偏差推定値 $\Delta\omega_M$ により第3の速度指令値 $\omega_3^*$ を直ちに補正して速度推定値 $\omega_M$ を是正するので、安定した運転を行うことができる。

【0043】次いで、図4は請求項4に対応する第4実施形態を示す制御ブロック図である。前述した図5の従来技術及び図1～図3の各実施形態では、誘起電圧を推定して速度を推定するという原理上、誘起電圧が微小な零速度付近では速度推定が不可能になって運転できない欠点があるが、本実施形態は、突極性のある同期電動機を零速度付近でも運転できる特徴がある。すなわち、この実施形態における速度偏差の推定は、制御装置で推定したd軸とq軸の間の相互インダクタンス(d軸インダクタンス $L_d$ とq軸インダクタンス $L_q$ との差)が、位置推定偏差の大きさに依存することを利用している。なお、図4において、図1～図3と同一の構成要素には同

一の参照符号を付してある。

【0044】図4において、発振器1'2'3'により矩形波の高周波電圧指令 $v_{dh}^*$ を出力し、この電圧指令 $v_{dh}^*$ を加算器1'2'4'によりd軸電圧指令 $v_d^*$ に加算して、第2のd軸電圧指令 $v_{d2}^*$ を演算することにより、基本波電圧に高周波電圧を重畠する。一方、座標変換器1'1'2'の出力側に設けた高周波分離フィルタ1'2'5'によりd軸電流検出値 $i_{dc}$ 及びq軸電流検出値 $i_{qc}$ を各基本波成分 $i_{dcb}, i_{qcb}$ と高周波成分とに分離し、q軸電流高調波成分 $i_{qch}$ を抽出する。変化率演算器1'2'6'は、高周波電圧指令 $v_{dh}^*$ の半周期間の $i_{qch}$ の変化量に $v_{dh}^*$ の符号関数 $\text{sgn}(v_{dh}^*)$ を乗じて、電流変化率 $\Delta i_{qch}$ を演算する。 $\Delta i_{qch}$ と位置推定偏差( $\theta_M - \theta$ )との間には数式1'1'の関係がある。

【0045】

【数1'1'】

$$\Delta i_{qch} = \frac{V_h T_h}{2 L_d L_q} (L_d - L_q) \sin 2(\theta_M - \theta)$$

【0046】数式1'1'において、 $V_h$ は高周波電圧指令の振幅、 $T_h$ は高周波電圧指令の半周期である。この数式1'1'から、電流增幅器1'2'7'は、 $L_d < L_q$ のときに数式1'2'により速度偏差推定値 $\Delta \omega_M$ を演算する。

【0047】

【数1'2'】

$$\Delta \omega_M = -K_\theta \Delta i_{qch} - \frac{K_\theta}{T_{1\theta}} \int \Delta i_{qch} dt$$

【0048】なお、電流には高周波成分が含まれるので、電流調節器1'0'8'における演算には高周波分離フィルタで $i_{dc}, i_{qc}$ から高周波成分を除去した基本波成分 $i_{dcb}, i_{qcb}$ を用いて電流制御系を安定化する。上記に説明した以外の部分の動作は、図1～図3と同様であるため説明を省略する。

【0049】要するにこの実施形態では、突極性のある同期電動機において回転子位置依存性を持つ電動機4'0'のインダクタンスを推定するために、発振器1'2'3'の出力である高周波電圧指令 $v_{dh}^*$ を試験信号としてd軸電圧指令値 $v_d^*$ に重畠し、その応答を高周波分離フィルタ1'2'5'によりq軸電流高調波成分 $i_{qch}$ として検出す。このq軸電流高調波成分 $i_{qch}$ の変化率 $\Delta i_{qch}$ は、d軸インダクタンス $L_d$ とq軸インダクタンス $L_q$ との差 $(L_d - L_q)$ 及び位置推定偏差( $\theta_M - \theta$ )に対して前述の数式1'1'のような関係を有しており、変化率 $\Delta i_{qch}$ を用いて数式1'2'により演算される速度偏差推定値 $\Delta \omega_M$ は、位置推定偏差( $\theta_M - \theta$ )に依存した値として求められる。すなわち、従来技術や図1～図3の実施形

態のように誘起電圧から速度を推定する原理に基づいていないので、零速度付近のような極めて低速な領域でも永久磁石同期電動機の速度やトルクを所定値に制御することができる。

【0050】

【発明の効果】以上述べたように本発明によれば、磁極位置検出器なしで永久磁石同期電動機の速度やトルクを制御する制御装置において、速度指令値が変化した場合に速度推定値の演算遅れに起因する速度推定誤差を少なくすることができ、加減速時の位置推定誤差を低減して安定性の改善及び加減速時間の短縮が可能になる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施形態を示す制御ブロック図である。

【図2】本発明の第2実施形態を示す制御ブロック図である。

【図3】本発明の第3実施形態を示す制御ブロック図である。

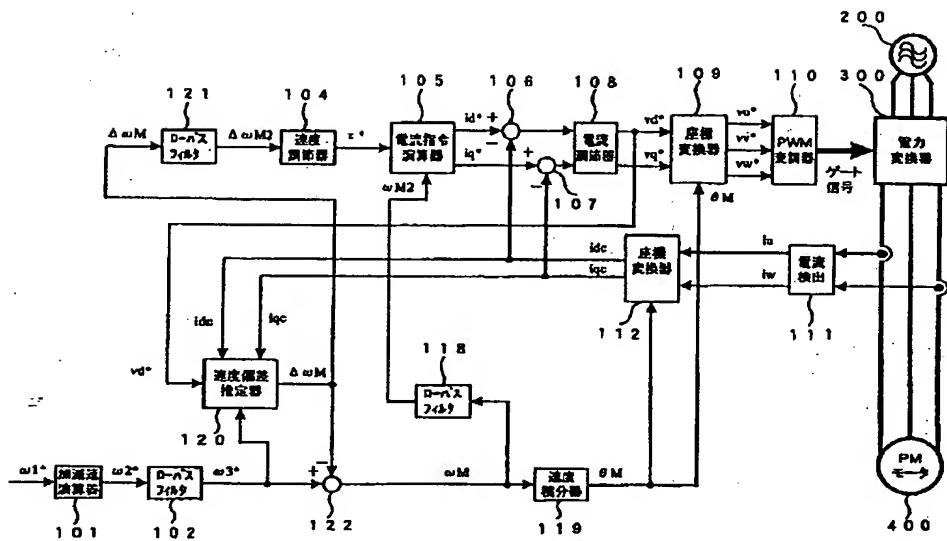
【図4】本発明の第4実施形態を示す制御ブロック図である。

【図5】従来技術を示す制御ブロック図である。

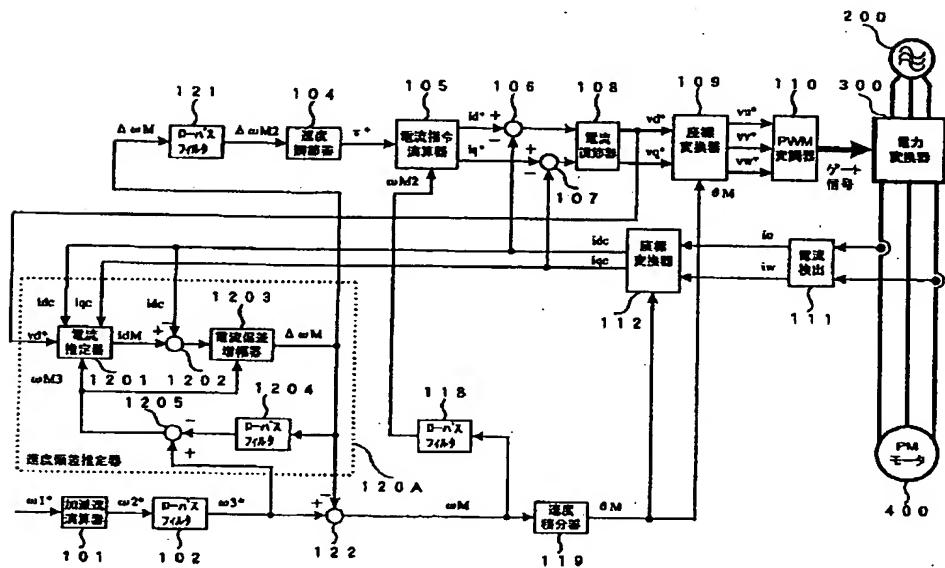
【符号の説明】

1'0'1	加減速演算器
1'0'2, 1'1'8, 1'2'1, 1'2'0'4	ローパスフィルタ
1'0'4	速度調節器
1'0'5	電流指令演算器
1'0'6, 1'0'7, 1'2'2, 1'2'4, 1'2'0'2, 1'2'0'5	加算器
1'0'8	電流調節器
1'0'9, 1'1'2	座標変換器
1'1'0	PWM変調器
1'1'1	電流検出手段
1'1'9	速度積分器
1'2'0, 1'2'0'A, 1'2'0'B	速度偏差推定器
1'2'3	発振器
1'2'5	高周波分離フィルタ
1'2'6	変化率演算器
1'2'7	電流増幅器
2'0'0	三相交流電源
3'0'0	半導体電力変換器
4'0'0	永久磁石同期電動機
1'2'0'1	電流推定器
1'2'0'3	電流偏差増幅器
1'2'0'6	電圧推定器
1'2'0'7	電圧偏差増幅器

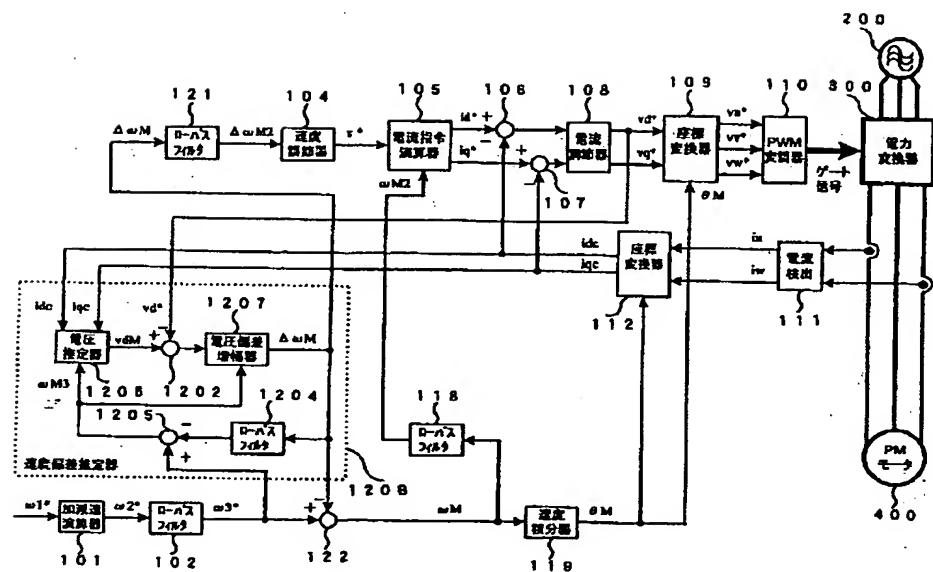
【図1】



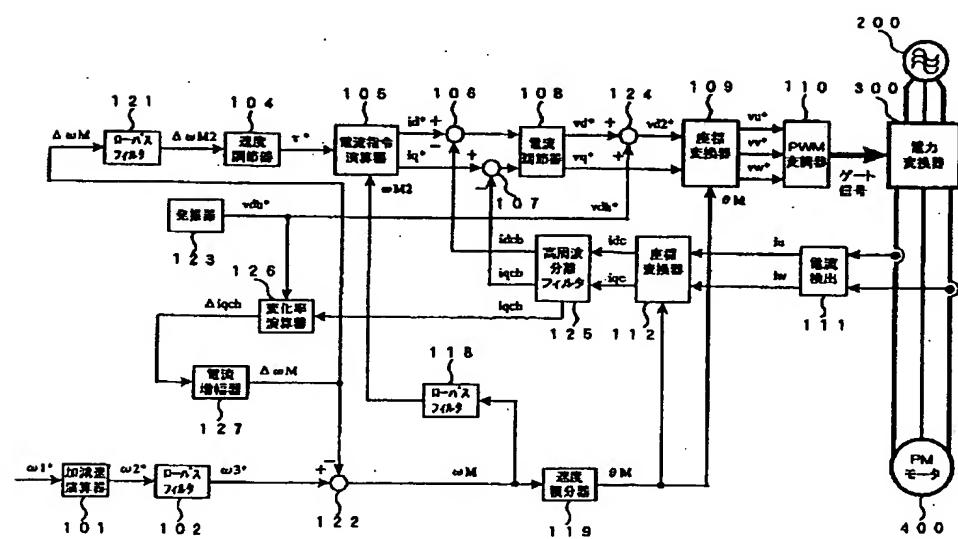
【图2】



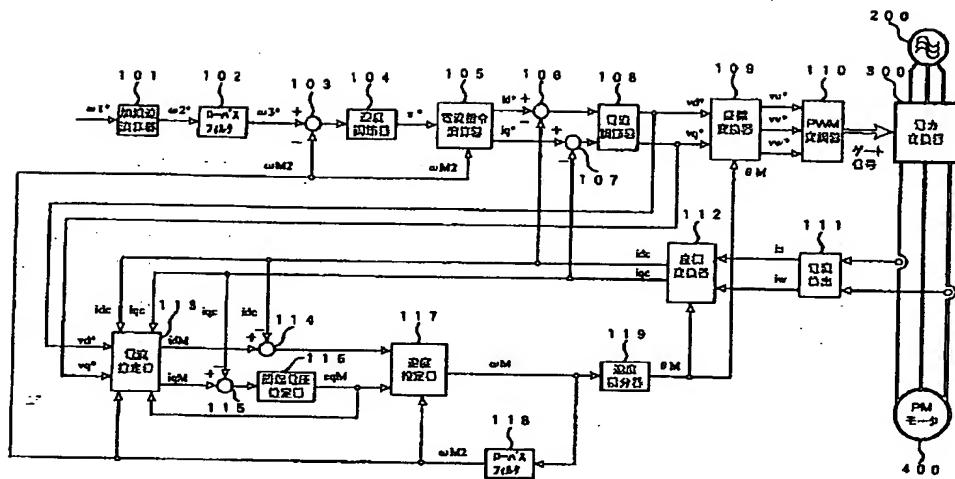
【図3】



【図4】



【図5】



## 【手続補正書】

【提出日】平成12年4月10日(2000.4.10)

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項2

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【請求項2】 請求項1記載の永久磁石同期電動機の制御装置において、前記速度偏差推定手段は、

この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値との加算値と、電動機のd軸電流検出値と、q軸電流検出値と、d軸電圧指令値とを用いてd軸電流を推定する電流推定手段と、

この電流推定手段から出力されるd軸電流推定値とd軸電流検出値との偏差、及び、速度偏差推定値と速度指令値との加算値の符号を用いて前記速度偏差推定値を演算する電流偏差増幅手段と、

を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の制御装置。

## 【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項3

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【請求項3】 請求項1記載の永久磁石同期電動機の制御装置において、前記速度偏差推定手段は、

この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値との加算値と、電動機のd軸電流検出値と、q軸電流検出値とを用いてd軸電圧を推定する電圧推定手段と、

この電圧推定手段から出力されるd軸電圧推定値とd軸電圧指令値との偏差、及び、速度偏差推定値と速度指令値との加算値の符号を用いて前記速度偏差推定値を演算する電圧偏差増幅手段と、を備えたことを特徴とする永久磁石同期電動機の制御装置。

## 【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0021

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0021】 請求項2記載の発明は、請求項1記載の永久磁石同期電動機の制御装置において、前記速度偏差推定手段は、この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値との加算値と、電動機のd軸電流検出値と、q軸電流検出値と、d軸電圧指令値とを用いてd軸電流を推定する電流推定手段と、この電流推定手段から出力されるd軸電流推定値とd軸電流検出値との偏差、及び、速度偏差推定値と速度指令値との加算値の符号を用いて前記速度偏差推定値を演算する電流偏差増幅手段と、を備えたものである。

## 【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0022

【補正方法】変更

## 【補正内容】

【0022】 請求項3記載の発明は、請求項1記載の永久磁石同期電動機の制御装置において、前記速度偏差推定手段は、この速度偏差推定手段から出力される速度偏差推定値と速度指令値との加算値と、電動機のd軸電

流検出値と、q 軸電流検出値とを用いてd 軸電圧を推定する電圧推定手段と、この電圧推定手段から出力されるd 軸電圧推定値とd 軸電圧指令値との偏差、及び、速度

偏差推定値と速度指令値との加算値の符号を用いて前記速度偏差推定値を演算する電圧偏差増幅手段と、を備えたものである。

---

### フロントページの続き

(72)発明者 山㟢 高裕  
神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号  
富士電機株式会社内

(72)発明者 糸魚川 信夫  
神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号  
富士電機株式会社内

F ターム(参考) 5H560 BB04 BB12 DB12 SS06 TT08  
UA01 XA02 XA04 XA12 XA13  
5H576 CC05 DD02 DD07 EE01 EE11  
FF02 FF04 FF07 GG04 HB02  
JJ04 JJ22 JJ25 JJ26 LL14  
LL22 LL39